

Original document

BRANCHING FILTER

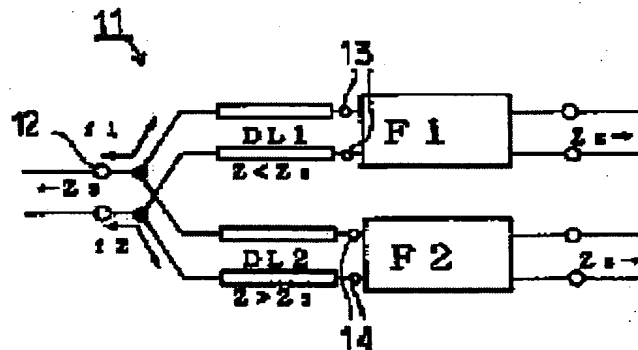
Patent number: JP9172340
 Publication date: 1997-06-30
 Inventor: ATOMIYA TADAMASA; IKADA KATSUHIRO
 Applicant: MURATA MANUFACTURING CO
 Classification:
 - international: H03H7/38; H03H9/145; H03H9/72
 - european:
 Application number: JP19950330784 19951219
 Priority number(s): JP19950330784 19951219

View INPADOC patent family

[Report a data error here](#)**Abstract of JP9172340**

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a branching filter which can securely execute impedance matching with few reception elements in spite of the impedance characteristic of a band pass filter to be used and which is easily manufactured.

SOLUTION: The branching filter 11 is provided with an input terminal 12 connected to a transmission system. First and second band pass filters F1 and F2 are connected to the input terminal 12 in parallel. Transmission lines DL1 and DL2 whose characteristic impedance is different from that of the transmission system are connected between the first and second band pass filters F1 and F2 and the input terminal 12. The characteristic impedance of the transmission lines DL1 and DL2 are selected in such a way that impedance in the pass bands of the band pass filters F1 and F2 to which the transmission lines are connected is matched with the impedance of the transmission system, a phase beyond the pass bands is rotated and impedance is maintained high.

**BEST AVAILABLE COPY**Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-172340

(43) 公開日 平成9年(1997)6月30日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 H 7/38			H 0 3 H 7/38	Z
9/145		7259-5 J	9/145	D
9/72		7259-5 J	9/72	

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平7-330784

(22) 出願日 平成7年(1995)12月19日

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡京市天神二丁目26番10号

(72) 発明者 後宮 忠正

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式会社村田製作所内

(72) 発明者 浅 克弘

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式会社村田製作所内

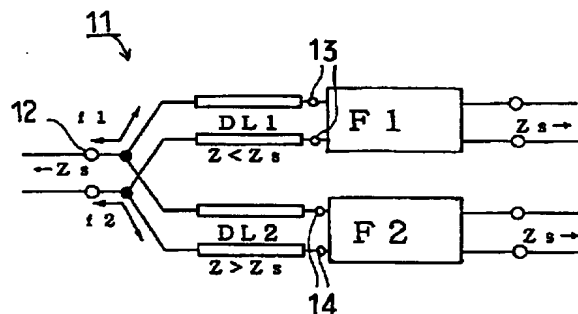
(74) 代理人 弁理士 宮▼崎▲ 主税 (外1名)

(54) 【発明の名称】 分波器

(57) 【要約】

【課題】 使用する帯域フィルタのインピーダンス特性の如何に係わらず、少ない受動素子でインピーダンス整合を確実にとることができ、製造容易な分波器を提供する。

【解決手段】 伝送系に接続される入力端子12を有し、入力端子12に第1、第2の帯域フィルタF1、F2を互いに並列に接続してなる分波器において、第1、第2の帯域フィルタF1、F2と入力端子12との間に伝送系のインピーダンスとは異なる特性インピーダンスの伝送線路DL1、DL2を接続してなり、伝送線路DL1、DL2の特性インピーダンスが、伝送線路が接続されている帯域フィルタF1、F2の通過帯域におけるインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させると共に、通過帯域外における位相を回転させて高インピーダンス化するように選ばれている、分波器11。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 伝送系に接続される入力端子または出力端子と、

前記入力端子または出力端子に接続されており、かつ互いに並列に接続された通過帯域の異なる第1、第2の帯域フィルタと、

前記入力端子または出力端子と、第1及び第2の帯域フィルタのうち少なくとも一方の帯域フィルタとの間に接続された伝送線路とを備え、

前記少なくとも一方の帯域フィルタの通過帯域におけるインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させ、かつ通過帯域外における位相を回転させるように前記伝送線路の特性インピーダンスが選ばれており、該特性インピーダンスが伝送系のインピーダンスとは異なる、分波器。

【請求項2】 前記伝送線路と前記第1及び第2の帯域フィルタの少なくとも一方の帯域フィルタとの接続点と、基準電位との間に接続されており、かつ前記入力端子または出力端子側から見た該少なくとも一方の帯域フィルタのインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させるためのリアクタンス素子をさらに備える、請求項1に記載の分波器。

【請求項3】 前記伝送線路として、互いに直列に接続されており、相対的に特性インピーダンスの高い第1の伝送線路と、相対的に特性インピーダンスの低い第2の伝送線路とを有し、

第1の伝送線路が入力端子または出力端子側に、第2の伝送線路が該少なくとも一方のフィルタ側に接続されている、請求項1または2に記載の分波器。

【請求項4】 前記第1、第2の帯域フィルタが弾性表面波フィルタであり、

前記伝送線路が内蔵された多層基板をさらに備え、該多層基板上に前記弾性表面波フィルタが固定されている、請求項1～3の何れかに記載の分波器。

【請求項5】 前記第1、第2の帯域フィルタが弾性表面波フィルタであり、

前記伝送線路及びリアクタンス素子が内蔵された多層基板をさらに備え、

前記多層基板上に前記弾性表面波フィルタが固定されている、請求項2に記載の分波器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、2個の帯域フィルタを並列接続してなる分波器に関し、特に、各帯域フィルタのインピーダンスを整合するための整合回路が改良された分波器に関する。

【0002】

【従来の技術】分波器は、共通の伝送系から2種類の信号を搬送周波数の違いを利用して分離する装置である。

特に、近年、移動体通信において送受信信号を分離する

アンテナ共用器として分波器の利用が増大している。

【0003】従来の分波器の基本的な構成及び特性を図1及び図2を参照して説明する。図1に示す分波器1では、入力端子2に、第1の帯域フィルタF1と第2の帯域フィルタF2とが接続されており、第1、第2の帯域フィルタF1、F2は互いに並列に接続されている。第1、第2の帯域フィルタF1、F2の減衰量周波数特性は、図2に示す通りである。

【0004】なお、図2において、F1及びF2で示す特性曲線は、それぞれ、第1、第2の帯域フィルタF1、F2の特性を示す。すなわち、第1の帯域フィルタF1は、周波数領域f1を通過帯域とし、第2の帯域フィルタF2は周波数領域f2を通過帯域としている。従って、第1の帯域フィルタF1の通過帯域は、第2の帯域フィルタF2の減衰域であり、他方、第2の帯域フィルタF2の通過帯域は第1の帯域フィルタF1の減衰域である。

【0005】上記分波器1が良好な特性を発揮するには、各帯域フィルタF1、F2が適切なインピーダンスに整合されていなければならない。この場合、適切なインピーダンスとは、接続部Aから各帯域フィルタF1、F2を見たときのインピーダンスが、そのフィルタの通過帯域内における伝送系のインピーダンスと整合されており、他方のフィルタF₂、F₁の通過帯域に相当する周波数領域では、インピーダンスが非常に高くなるという条件をいう。

【0006】図1に示した分波器を例にとると、A点から見たインピーダンスが、第1の帯域フィルタF1では、周波数領域f1で整合されており、周波数領域f2では高インピーダンスになっていること、並びに第2の帯域フィルタF2では、周波数領域f1で高インピーダンスとなり、周波数領域f2でインピーダンス整合が果たされているという条件を満たすことが必要である。

【0007】しかしながら、通過帯域の異なる第1、第2の帯域フィルタF1、F2を並列接続してなる一般的な分波器では、このような条件が満たされているとは限らず、従って、通常、フィルタF1、F2と接続点Aとの間に通過帯域外における位相を回転させるための位相回転用の回路を挿入するのが普通であった。

【0008】フィルタの位相を回転するには、一般には、フィルタと入出力端子との間に伝送線路を挿入する方法が用いられている。伝送線路は、フィルタの位相を正方向に回転させ、その回転角は伝送線路の長さによって決定される。この場合、伝送線路の特性インピーダンスを、伝送系のインピーダンスと等しくすることにより、フィルタの通過帯域におけるインピーダンス整合状態を変化させることなく、位相の回転のみを行うことができる。

【0009】図3は、上記伝送線路を用いた分波器の一例を示す回路図である。接続点Aと、第1、第2の帯域

フィルタF1、F2との間に、伝送系のインピーダンスと等しい特性インピーダンスの伝送線路DL1、DL2がそれぞれ接続されている。

【0010】伝送線路DL1、DL2の長さを選択することにより、図4(a)及び(b)に示すように、通過帯域の整合状態を変化させることなく位相のみを回転させ得る。すなわち、図4(a)は、第1の帯域フィルタF1において、矢印の左側は、伝送線路DL1を接続する前の位相回転を示すスミスチャートであり、矢印の右側は、伝送線路DL1を接続した後の位相回転を示すスミスチャートである。伝送線路DL1を接続することにより、周波数領域f1のインピーダンスをさほど変化させることなく、減衰域である周波数領域f2における位相を回転させ得ることがわかる。同様に、第2の帯域フィルタF2においても、図4(b)の矢印の左側で示す状態から、伝送線路DL2を接続することにより、周波数領域f2のインピーダンスをさほど変化させることなく、位相が正方向に回転され、それによって減衰域である周波数領域f1のインピーダンスが高くなっていることがわかる。

【0011】また、帯域フィルタが単体で外部とインピーダンス整合をとれていない場合には、先ずリアクタンス素子を用いて通過帯域におけるインピーダンス整合を図り、しかる後、伝送線路によって通過帯域外の位相を回転させる方法が採用されている。このような構成が採用された従来の分波器を図5に示す。

【0012】図5に示す分波器5では、接続点Aと帯域フィルタF1との間に伝送線路DL1に加えて、インダクタンスL1及び静電容量C1よりなるリアクタンス素子が接続されている。同様に、接続点Aと第2の帯域フィルタF2との間においても、伝送線路DL2に加えて、インダクタンスL2と静電容量C2とによるリアクタンス素子が接続されている。図6(a)及び(b)は、それぞれ、図5に示した分波器5における第1、第2の帯域フィルタF1、F2のインピーダンス整合方法を説明するためのスミスチャートである。

【0013】図6(a)から明らかなように、伝送線路DL1及び上記リアクタンス素子が接続されていない第1の帯域フィルタF1は、最も左側に示したスミスチャートに示す特性を有する。従って、通過帯域である周波数領域f1において、伝送系のインピーダンスZsとインピーダンス整合されていないことがわかる。そこで、上記インダクタンスL1及び静電容量C1からなるリアクタンス素子を接続することにより、図6(a)の中央のスミスチャートで示すように、通過帯域におけるインピーダンス整合が図られる。さらに、伝送系と同じ特性インピーダンス値の伝送線路DL1を接続することにより、図6(a)の右側のスミスチャートで示すように、位相が回転され、周波数領域f2、すなわち第2の帯域フィルタF2の通過帯域におけるインピーダンスが非常

に大きくされる。

【0014】同様に、第2の帯域フィルタF2においても、図6(b)の最も左側に示すフィルタ自体の特性では、通過帯域である周波数領域f2におけるインピーダンスが伝送系のインピーダンスZsと整合されていない。これに対して、図6(b)の中央に示すように、インダクタンスL2及び静電容量C2からなるリアクタンス素子を接続することにより、周波数領域f2におけるインピーダンス整合が図られ、さらに特性インピーダンスが伝送系と同じである伝送線路DL2を接続することにより、位相が回転され、図6(b)の最も右側の特性のように、相手方の帯域フィルタF1の通過帯域f1、すなわち第2の帯域フィルタF2の減衰域におけるインピーダンスが非常に高くされる。

【0015】また、特開平5-16837号に開示されているように、使用する帯域フィルタのインピーダンスによっては、上記インダクタンスや容量などのリアクタンス素子だけを用いて相手方の帯域フィルタの通過帯域となる阻止域においてインピーダンスを高くすることができることもある。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】上記のように、従来の分波器においては、通過帯域の異なる第1、第2の帯域フィルタを並列接続し、各フィルタの通過帯域においては伝送系とのインピーダンス整合を図り、相手方の帯域フィルタの通過帯域となる減衰域ではインピーダンスを高くして分波器としての特性を実現している。

【0017】しかしながら、図3に示した分波器のように、伝送線路DL1、DL2のみをフィルタに接続することにより上記効果が得られるのは、あくまでも、使用する第1、第2の帯域フィルタF1、F2が通過帯域内でインピーダンス整合されている場合に限られる。すなわち、帯域フィルタF1、F2が通過帯域内でインピーダンス整合されていない場合には、上述したようにインダクタンスL1や容量C1、C2のようなリアクタンス素子を接続しなければならない。

【0018】また、LC回路のみにより位相回転を行う方法も提案されているが、この場合には、帯域フィルタF1、F2の結合前のインピーダンス特性に制限があり、従って、やはり使用することができる帯域フィルタが制限されるという問題があった。

【0019】上記各種方法のうち、帯域フィルタの通過帯域におけるインピーダンス整合を図った後に、伝送線路を用いて位相を回転させる方法、すなわち図5に示した分波器5の構成は、使用する帯域フィルタの制限が少なく、回路構成も判りやすいという利点を有する。しかしながら、各帯域フィルタF1、F2に対し、2個のリアクタンス素子と伝送線路を接続しなければならない、接続点Aの側だけで、最大で6個の回路素子を必要とすることになり、回路が複雑化し、各素子を調整する作業の

10

20

30

40

50

煩雑さが避けられない。

【0020】よって、本発明の目的は、使用する帯域フィルタのインピーダンス特性に拘わらず、すなわち使用する帯域フィルタのインピーダンス特性の制限が少なく、数少ない受動素子を用いて2種類の信号を高精度に分離し得る分波器を提供することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】本発明の広い局面によれば、伝送系に接続される入力端子または出力端子と、前記入力端子または出力端子に接続されており、かつ互いに並列に接続された通過帯域の異なる第1、第2の帯域フィルタと、前記入力端子または出力端子と、第1及び第2の帯域フィルタのうち少なくとも一方の帯域フィルタとの間に接続された伝送線路とを備え、前記少なくとも一方の帯域フィルタの通過帯域におけるインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させ、かつ通過帯域外における位相を回転させるように前記伝送線路の特性インピーダンスが選ばれており、該特性インピーダンスが伝送系のインピーダンスとは異なる、分波器が提供される。

【0022】本発明の分波器では、分波器の入力端子または出力端子と、第1及び第2の帯域フィルタのうち少なくとも一方のフィルタとの間に伝送線路が接続されており、該伝送線路の特性インピーダンスは、伝送系のインピーダンスとは異ならされているが、上記のように、該少なくとも一方の帯域フィルタの通過帯域におけるインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させ、かつ通過帯域外における位相を回転させるように選択されている。従って、後述の実施形態の説明から明らかなように、位相はスミスチャートにおいて正方向に回転することになるため、通過帯域外、特に相手方の帯域フィルタの通過帯域におけるインピーダンスが高くなる。のみならず、上記位相回転は、通過帯域におけるインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させるように行われるため、通過帯域における接続点から見たフィルタのインピーダンスも伝送系のインピーダンスに効果的に整合される。

【0023】従って、伝送系のインピーダンスとは異なるように、かつ上記のように選定された特性インピーダンスの伝送線路を接続することにより、位相の回転による通過帯域外の高インピーダンス化だけでなく、通過帯域内におけるインピーダンス整合も図ることができる。

【0024】本発明の特定の局面では、伝送線路と第1、第2の帯域フィルタの少なくとも一方の帯域フィルタの接続点と、基準電位との間にリアクタンス素子がさらに接続される。このリアクタンス素子は、入力端子または出力端子側から見た該少なくとも一方の帯域フィルタのインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させるように構成されており、従って、リアクタンス素子をさらに備えることにより、帯域フィルタのインピーダ

ンスを伝送系のインピーダンスにより容易に整合させることができる。

【0025】また、本発明の別の特定の局面によれば、上記伝送線路は、互いに直列に接続された相対的に特性インピーダンスの高い第1の伝送線路と、相対的に特性インピーダンスの低い第2の伝送線路とを有する。この場合、第1の伝送線路が入力端子または出力端子側に接続され、第2の伝送線路が該少なくとも一方のフィルタ側に接続される。このような構成によれば、後述の第3の実施形態の説明から明らかなように、相手側の帯域フィルタの通過帯域において位相を高インピーダンス側に回転させ得るだけでなく、反射係数が高められ、それによって挿入損失の悪化を効果的に抑制することができる。

【0026】また、本発明のさらに別の特定の局面によれば、第1、第2の帯域フィルタが弾性表面波フィルタで構成され、伝送線路は多層基板に内蔵され、該多層基板上に弾性表面波フィルタが固定される。同様に、伝送線路及びリアクタンス素子を用いた場合には、第1、第2の帯域フィルタが弾性表面波フィルタで構成され、上記伝送線路及びリアクタンス素子が多層基板に内蔵され、この場合においても多層基板上に弾性表面波フィルタが固定される。

【0027】上記のように、多層基板に伝送線路や伝送線路及びリアクタンス素子を内蔵した場合には、本発明に係るインピーダンス整合回路部分を多層基板内に構成し得るため、弾性表面波フィルタを多層基板を用いてパッケージングした一体的な部品として、本発明の分波器を提供することができる。

【0028】特に、本発明における分波器の整合回路が、上記伝送線路あるいは伝送線路及びリアクタンス素子により構成されているが、伝送線路は、多層基板内において、中央の層にライン電極を設け、その上下にアース電極を形成することにより、すなわちトリプレートラインとして多層基板内に簡単に構成することができる。同様に、リアクタンス素子としての容量素子についても、多層基板内の層の上下に電極を形成することにより容易に作製することができる。従って、上記のような伝送線路や伝送線路及びリアクタンス素子を備えた多層基板を用意しておけば、該多層基板上に弾性表面波フィルタを実装するだけで、1つの部品として本発明の分波器を容易に構成することができる。

【0029】

【発明の実施の形態】

第1の実施形態

図7は、本発明の第1の実施形態に係る分波器を示す回路図である。分波器11では、通過帯域が異なる第1、第2の帯域フィルタF1、F2が入力端子12に接続されている。もっとも、第1、第2の帯域フィルタF1、F2と入力端子12の間には、伝送線路DL1及びD

L2がそれぞれ接続されている。

【0030】本実施形態では、分波器が接続される伝送系のインピーダンスは 50Ω である。また、帯域フィルタF1、F2は、それぞれ弾性表面波フィルタで構成されており、かつ単体としては、それぞれ図8に示す減衰量周波数特性を有する。図8では、帯域フィルタF1、F2の減衰量-周波数特性は、それぞれ、F1、F2の矢印で示す曲線で表されている。

【0031】また、入力端子13及び14から見た帯域フィルタF1、F2単体の反射特性を図9に示す。図9(a)から明らかなように、帯域フィルタF1では、通過帯域である周波数領域f1では接続点側から見たインピーダンスが、伝送系のインピーダンスよりも高インピーダンス側に外れている。逆に、帯域フィルタF2では、通過帯域となる周波数領域f2でインピーダンスが伝送系のインピーダンスよりも低い側にずれている。また、それぞれの帯域フィルタF1、F2の相手方の帯域フィルタF2、F1の通過帯域に相当する周波数では、位相が容量性に位置している。従って、相手方の帯域フィルタの通過帯域に相当する周波数領域において、位相を高インピーダンス側に移動させるには、伝送線路を接続し、位相を正方向に約 270° 回転させればよいことがわかる。

【0032】しかしながら、特性インピーダンスが 50Ω の伝送線路を接続すると、通過帯域におけるインピーダンスが低インピーダンス側にずれてしまう。そこで、本実施形態では、伝送線路DL1、DL2の特性インピーダンスを伝送系のインピーダンス $Z_s = 50\Omega$ と異ならせ、通過帯域内におけるインピーダンス整合と相手方の帯域フィルタの通過帯域における位相回転を同時に行い、良好な分波器特性を実現している。

【0033】すなわち、本実施形態では、上記伝送線路DL1としては特性インピーダンスが 45Ω の伝送線路が、伝送線路DL2としては特性インピーダンスが 55Ω の伝送線路が用いられており、それによって図10に示す減衰量周波数特性と、図11に示す反射特性を示す分波器が構成されている。図11から明らかなように、この分波器では、通過帯域で伝送系のインピーダンスと整合されていることがわかる。また、上記特性インピーダンスの違いによって、位相回転が行われ、帯域フィルタF1、F2の通過帯域外の阻止域では高インピーダンスが実現される。すなわち、良好な分波器特性が実現される。この理由を、図12～図15を参照して説明する。

【0034】図12は、特性インピーダンスが異なる伝送線路による位相回転を説明するためのスミスチャートであり、図13は図12に示す位相回転を説明するための回路構成を示す図である。図13に示すように、帯域フィルタFに、伝送線路DLを接続した回路を想定する。ここで、伝送系すなわち測定系のインピーダンスを

Z_s とし、伝送線路DLの特性インピーダンスを Z_0 とする。

【0035】この場合、図13のA点から見た帯域フィルタFのインピーダンスは、伝送線路のインピーダンス値 Z_0 を変化させることにより、図12に矢印B～Dで示すように位相が回転する。

【0036】図12の矢印Bは、伝送線路DLのインピーダンスが伝送系のインピーダンスよりも低い場合($Z_0 < Z_s$)であり、スミスチャートのインピーダンス Z_s の点よりも低インピーダンス側の点を中心とする円周上を回転することになる。同様に、矢印C及び矢印Dは、伝送線路DLのインピーダンスが $Z_0 = Z_s$ 、 $Z_0 > Z_s$ の場合の位相回転を示す。これらの場合には、スミスチャートにおいて、位相は、 Z_s を中心とする円周上を回転し(矢印Cの場合)、あるいは Z_s よりも高インピーダンス側の点を中心とする円周上を回転することになる(矢印Dの場合)。

【0037】上記のように、伝送線路DLの特性インピーダンスを変化させることにより、位相回転の中心位置を変え得ることがわかる。従って、適当な特性インピーダンスの伝送線路を使用することにより、位相回転と同時に、通過帯域の整合を図り得ることがわかる。

【0038】本実施形態では、上記方法に従って伝送線路DL1、DL2の特性インピーダンスが選ばれている。すなわち、本実施形態では、通過帯域が低インピーダンス側にずれている帯域フィルタF1に接続される伝送線路DL1の特性インピーダンスは、伝送系のインピーダンス Z_s よりも低く選ばれている。従って、図14(b)の左側に示すスミスチャートにおいて反射特性が示されている帯域フィルタF1に、上記伝送線路DL1を接続して位相回転させた場合、伝送系のインピーダンス Z_s よりも低インピーダンス側の点を中心として位相が回転し、通過帯域でインピーダンス Z_s に整合されることがわかる。この場合、相手方の帯域フィルタF2の通過帯域である周波数領域f2で高インピーダンスとなることもわかる。

【0039】また、帯域フィルタF2に対して、上記伝送線路DL2を接続することにより、図14(b)の左側に示す反射特性の帯域フィルタF2の位相回転は、伝送系のインピーダンス Z_s よりも高インピーダンス側を中心として回転し、通過帯域である周波数領域f2がインピーダンス Z_s に整合され、他方、相手方帯域フィルタF1の通過帯域である周波数領域f1で高インピーダンスとなることがわかる。

【0040】すなわち、本実施形態の分波器では、通過帯域が低インピーダンス側にずれている帯域フィルタF1に特性インピーダンスが低い伝送線路DL1を接続することにより、伝送系のインピーダンス Z_s よりも低インピーダンス側を中心として位相回転させることにより、通過帯域が低い帯域フィルタF1の通過帯域である

周波数領域 f_1 が伝送系のインピーダンス Z_s に整合されると共に、位相回転により相手方の帯域フィルタ F_2 の通過帯域である周波数領域 f_2 が高インピーダンス化される。

【0041】逆に、通過帯域が高インピーダンス側にずれている帯域フィルタ F_2 では、伝送系のインピーダンス Z_s よりも高インピーダンスの伝送線路 DL_2 を接続することにより、伝送系のインピーダンス Z_s よりも高いインピーダンスを中心として位相回転されて、帯域フィルタ F_2 の通過帯域である周波数領域 f_2 におけるインピーダンスが伝送系のインピーダンス Z_s に整合されると共に、相手方帯域フィルタ F_1 の通過帯域に相当する周波数領域 f_1 でインピーダンスが位相回転により高インピーダンス化される。従って、図10及び図11に示した良好な特性を発揮し得る分波器11を得ることができる。

【0042】第2の実施形態

図15は、本発明の第2の実施形態に係る分波器を示す回路図である。分波器21では、入力端子22に通過帯域が異なる帯域フィルタ F_1 、 F_2 が互いに並列に接続されている。また、伝送線路のインピーダンス Z_s が50Ωとされている。

【0043】上記第1、第2の帯域フィルタ F_1 、 F_2 の単体としての減衰量周波数特性を図16に、反射特性をそれぞれ、図17(a)、(b)に示す。なお、図16から明らかなように、第1の帯域フィルタ F_1 の通過帯域は周波数領域 f_1 にあり、第2の帯域フィルタ F_2 の通過帯域は周波数領域 f_2 にある。

【0044】また、図17(a)、(b)から明らかなように、本実施形態では、第1の帯域フィルタ F_1 の通過帯域におけるインピーダンスが伝送系のインピーダンス Z_s よりも低い側にずれている。もっとも、帯域フィルタ F_2 については、通過帯域である周波数領域 f_2 においてインピーダンス整合が図られている。

【0045】本実施形態では、上記帯域フィルタ F_1 、 F_2 の入力端子22、23側の接続点と入力端子22との間に、伝送線路 DL_1 、 DL_2 がそれぞれ接続されている。伝送線路 DL_1 は、特性インピーダンスが40Ωであり、かつ4pFの容量 C_2 が加えられている。帯域フィルタ F_2 は上述したように、通過帯域でほぼインピーダンス整合がとれており、従って、伝送線路 DL_2 としては特性インピーダンスが50Ωの伝送線路が用いられている。

【0046】第2の帯域フィルタ F_2 は、通過帯域においてインピーダンス整合が図られているため、周波数領域 f_1 における位相を高インピーダンス側に回転させるだけでよいことがわかる。従って、上記のように伝送線路 DL_2 としては、特性インピーダンスが50Ω、すなわち伝送系のインピーダンスと等しい特性インピーダンスの伝送線路が用いられている。

【0047】他方、帯域フィルタ F_1 は、インピーダンス整合及び位相回転の両方を必要とする。この場合、図17(a)から明らかなように、伝送線路 DL_1 の特性インピーダンスを調整するだけで通過帯域におけるインピーダンス整合と位相回転による相手方通過帯域の周波数領域における高インピーダンス化を実現することができない。すなわち、特性インピーダンスが伝送線路と異なる伝送線路を用いるだけでは、良好な特性を有する分波器を構成することはできない。そこで、本実施形態では、リアクタンス素子がさらに接続されており、それによって多様な入出力インピーダンスを有する帯域フィルタに対応した分波器が構成され得る。

【0048】なお、帯域フィルタ F_1 の出力側には、インダクタンス L_1 と容量 C_1 とからなるリアクタンス素子が接続されている。それによって出力側のインピーダンス整合が実現されている。

【0049】第2の実施形態の分波器におけるインピーダンス整合方法を、図20(a)及び(b)を参照して説明する。図20(a)は、帯域フィルタ F_1 におけるインピーダンス整合方法を説明するためのスミスチャートである。まず、図20(a)の最も左側に位置するスミスチャートは、帯域フィルタ F_1 の単体としての特性を示す。伝送線路を挿入すると、中央のスミスチャートに示すように、インピーダンスは時計方向に回転するが、ある回転角でスミスチャートの中心を通るアドミタンス円 y に交わる点 Y_0 が生ずる。そして、並列リアクタンス素子（本実施形態では上記容量 C_2 ）は、上記アドミタンス円に沿ってインピーダンスを移動させることになる。

【0050】従って、伝送線路によって通過帯域のインピーダンスを上記点 Y_0 と一致するまで回転させるように構成し、さらに適当な値のリアクタンス素子を並列に挿入して伝送系のインピーダンス Z_s まで移動させれば、通過帯域内におけるインピーダンス整合を取り得ることがわかる。この場合、通過帯域外の位相も同様に回転するが、伝送線路 DL_1 の特性インピーダンスが伝送系のインピーダンス Z_s と等しい場合には、伝送線路の長さ（すなわち位相回転角）及び並列容量の値は一義的に決まり、通過帯域外における位相を調整することはできない。

【0051】これに対して、本実施形態では、伝送線路 DL_1 の特性インピーダンスが伝送系のインピーダンス Z_s と異ならされており、それによって通過帯域外における位相が調整される。図20(a)及び(b)は、この伝送線路の特性インピーダンスの違いによる位相の回転量を比較する図である。特性インピーダンスが高い伝送線路 DL_1 を用いると、図20(b)に示すように、伝送線路の回転角及び並列容量が共に小さな値でも通過帯域内におけるインピーダンス整合をとることができ、通過帯域外の位相の回転角も小さくなる。そこで、大き

な位相回転角が必要な場合には、図20(a)に示すように、特性インピーダンスが低い伝送線路を使用し、位相回転角が小さいときには低い特性インピーダンスの伝送線路を使用することにより、通過帯域内におけるインピーダンス整合と位相の調整を同時に行うことができる。

【0052】上記方法では、各帯域フィルタに対し、伝送線路とリアクタンス素子の2個の整合素子が必要となるが、各帯域フィルタF1、F2に接続すべき並列容量は1個の素子に合成することができる。従って、図20

に示されている容量C2を追加するだけでよい。また、帯域フィルタF1、F2の入力端子22側に必要な整合回路素子は伝送線路DL1、DL2及び容量C2の3素子で済むことになる。

【0053】上記のようにして、第2の実施形態では、伝送線路DL1、DL2及び容量C2によりインピーダンス整合が図られているため、図18に示す減衰量周波数特性及び図19に示す反射特性を有する、特性の優れた分波器が構成され得る。

【0054】第3の実施形態

図21は、本発明の第3の実施形態に係る分波器を説明するための回路図である。分波器31では、通過帯域が異なる第1、第2の帯域フィルタF1、F2が入力端子32に対して接続されており、帯域フィルタF1、F2は互いに並列に接続されている。

【0055】帯域フィルタF1、F2は弾性表面波フィルタよりなり、分波器が接続される伝送系のインピーダンスは $Z_s = 50 \Omega$ である。上記帯域フィルタF1、F2の単体の減衰量周波数特性は図22に示す通りであり、その反射特性は図23(a)、(b)に示す通りである。

【0056】図22から明らかなように、第1の帯域フィルタF1の通過帯域は周波数領域f1にあり、第2の帯域フィルタF2の通過帯域は周波数領域f2にある。また、第1の帯域フィルタF1の通過帯域である周波数領域f1において、第1の帯域フィルタF1はインピーダンス整合が図られておらず、第2の帯域フィルタF2では、通過帯域である周波数領域f2においてはほぼインピーダンスが整合されている。

【0057】図21を参照して、インピーダンス整合が必要な第1の帯域フィルタF1には、本実施形態では、伝送線路DL1、DL2が入力端子32との間に直列に接続されている。この2本の伝送線路DL1、DL2は、帯域フィルタF1側の伝送線路DL1の特性インピーダンスが 40Ω 、入力端子32側の伝送線路DL2の特性インピーダンスが 60Ω とされている。また、並列容量C2として、 6 pF の容量が伝送線路DL2と入力端子32との間に挿入されている。他方、インピーダンス整合を取る必要はない第2の帯域フィルタF2には、伝送線路のインピーダンスと等しい特性インピーダンス

の伝送線路DL3が接続されている。

【0058】また、分波器の出力側には、インダクタンス $L1 = 10 \text{ nH}$ 、並列容量 $C1 = 8 \text{ pF}$ よりなるリアクタンス素子が接続されている。従って、第3の実施形態の分波器31は、第2の実施形態に係る分波器21とは、第1の帯域フィルタに接続される伝送線路が異なることを除いては、ほぼ同様の構成を有する。

【0059】第2の実施形態で説明したように、伝送線路とリアクタンス素子を1個ずつ使用することにより、分波器のインピーダンス整合回路を構成することができる。しかしながら、本実施形態のように、インピーダンス整合が必要な帯域フィルタに接続される伝送線路をさらに1個追加することにより、挿入損失を効果的に低減することができ、より優れた特性の分波器を構成することができる。

【0060】一般に、分波器の挿入損失は、帯域フィルタ単体の挿入損失よりも大きくなる。この原因は、整合素子の損失や不整合損失の他に、通過帯域となる周波数領域において、相手側帯域フィルタの反射率が低いために生じる損失の悪化等にある。

【0061】図24(b)に示すように、帯域フィルタF1に、入力端子32との間に伝送線路DL1、DL2が接続されている場合の反射特性は、図24(a)に示す通りである。この場合、相手側すなわち第2の帯域フィルタF2の反射係数が低下したときに、第1の帯域フィルタF1の通過帯域内における挿入損失がどの程度変化するかを測定したところ、図25に示す結果が得られた。

【0062】図25から明らかなように、相手方の帯域フィルタの反射係数が小さくなるにつれて損失が増加していることがわかる。従って、挿入損失を低減するには、相手側帯域フィルタの通過帯域において、位相を高いインピーダンス側に回転させるだけではなく、そのフィルタ自身、すなわち第1の帯域フィルタF1の反射係数をなるべく大きくすること、すなわちスミスチャートにおいてインピーダンス曲線を外周部に近付ける必要があることがわかる。これは、特性インピーダンスが異なる2種類の伝送線路を組み合わせることにより容易に実現することができる。

【0063】すなわち、図24(a)のスミスチャートによって説明すると、伝送線路による位相回転では、特性インピーダンスがスミスチャートのC性領域(すなわち、下半分の領域)では、特性インピーダンスの低い伝送線路を用いると、位相はスミスチャートの低インピーダンス側に中心を持つ円周 γ_1 上を回転し、特性インピーダンスの高い伝送線路を使用すると、高インピーダンス側に中心を持つ円周 γ_2 上を回転することになる。

【0064】従って、インピーダンスのC性領域(スミスチャートの下半分領域)では位相が円周 γ_1 上を、L

性領域（スミスチャートの上半分の領域）では円周 γ 2上を回転するように構成すれば、常に、スミスチャートの外周部に近付くように位相回転することになる。

【0065】そこで、第3の実施形態の分波器では、特性インピーダンスが相対的に低い伝送線路DL1を帯域フィルタF1側に、特性インピーダンスが相対的に高い伝送線路DL2を入力端子32側に接続し、挿入損失の低減が図られている。

【0066】第3の実施形態の分波器の減衰量周波数特性を図26に、反射特性を図27に示す。図27から明らかなように、第3の実施形態の分波器においても、第1、第2の帯域フィルタF1、F2の通過帯域においてインピーダンス整合が図られており、上記位相回転により相手方の通過帯域となる周波数領域において位相回転によりインピーダンスが高くされている。さらに、上記伝送線路DL1、DL2の組み合わせにより挿入損失の悪化も抑えられる。

【0067】第4の実施形態

図28は、本発明の第4の実施形態に係る分波器を説明するための断面図である。第1～第3の実施形態の説明は、本発明の分波器のインピーダンス整合回路を中心として行ったが、具体的には、本発明の分波器は、例えば図28に示す第4の実施形態に係る分波器のように構成することができる。

【0068】図28に示す分波器41では、誘電体セラミックスよりなる積層セラミック基板42上に弾性表面波フィルタよりなる第1、第2の帯域フィルタ43、44が固定されている。なお、積層セラミック基板42上には、パッケージ材45が固定されており、該パッケージ材45は、内部に帯域フィルタ43、44を収納する

ための空間を形成し得る形状とされている。

【0069】積層セラミック基板42内には、伝送線路46、47が形成されている。伝送線路46、47は、それぞれセラミック多層基板42の上面に形成された電極48、49に電気的に接続されている。電極48、49はボンディングワイヤ50、51により帯域フィルタ43、44に電気的に接続されている。伝送線路46、47の他端はセラミック多層基板の側面に引き出されており、該側面に形成された外部電極52、53に電気的に接続されている。

【0070】他方、帯域フィルタ43、44の他方電位に接続される電極は、ボンディングワイヤ54、55により電極パッド56、57に電気的に接続されている。電極パッド56、57は図示しない位置から外部に引き出されている。

【0071】また、伝送線路46、47の上下には、接地電極58、59が形成されており、それによって伝送線路46、47とあいまってドリプレートラインを構成している。

【0072】このように、本発明の分波器は、セラミッ

ク多層基板内に伝送線路を形成することにより、さらに必要に応じて上記のように接地電極を形成したりすることにより、リアクタンス素子をも一体的に構成することができる。すなわち、セラミック多層基板を用いてインピーダンス整合用の伝送線路、あるいは伝送線路及びリアクタンス素子を一体化し得るため、セラミック多層基板を作製した後に整合素子を接続する作業や作製後の整合素子の調整を必要としない。よって、少ない素子数により本発明の分波器を構成することができる。

【0073】

【発明の効果】本発明の広い局面によれば、第1及び第2の帯域フィルタのうち少なくとも一方のフィルタと入力端子または出力端子との間に伝送線路が接続されており、該伝送線路の特性インピーダンスが通過帯域外における位相を回転させると共に、帯域フィルタの通過帯域におけるインピーダンスを伝送系のインピーダンスに整合させるように選ばれているため、分波器のインピーダンス整合を確実にとることができ、しかも、上記伝送線路のみでインピーダンス整合回路が構成され得るため、帯域フィルタのインピーダンス特性に係わりなく、数少ない素子でインピーダンス整合を図ることが可能となる。

【0074】また、本発明の特定の局面では、上記伝送線路に加えて、リアクタンス素子がさらに備えられ、それによって帯域フィルタのインピーダンスが伝送系のインピーダンスにより効果的に整合されるため、さらに様々なインピーダンス特性を有するフィルタ素子を用いて良好な特性を発揮し得る分波器を構成することができる。

【0075】また、伝送線路として、第1、第2の伝送線路を設け、第1の伝送線路を入力端子または出力端子側に、第2の伝送線路を前記少なくとも一方のフィルタ側に接続した構成では、上記第1、第2の伝送線路の組み合わせにより分波器に挿入損失を効果的に低減することができ、より一層優れた特性の分波器を提供し得る。

【0076】また、多層基板内に伝送線路や伝送線路及びリアクタンス素子を内蔵し、該多層基板上に第1、第2の帯域フィルタを構成する弾性表面波フィルタを固定した構造の場合には、上記インピーダンス整合回路が構成された分波器を単一の部品として容易に提供することができる。すなわち、多層基板を作製した段階で、インピーダンス整合回路も構成されるため、弾性表面波フィルタにインピーダンス整合回路用素子を接続する煩雑な作業や各素子の煩雑な調整作業を省略することが可能となり、分波器の生産性を大幅に高め得る。

【図面の簡単な説明】

【図1】周知の分波器の基本的な回路構成を示す図。

【図2】従来の分波器の減衰量周波数特性の一例を示す図。

【図3】従来の分波器の他の例を示す回路図。

【図4】(a)及び(b)は、図3に示した伝送線路DL1、DL2による位相回転を説明するためのスミスチャート。

【図5】伝送線路及びリアクタンス素子を結合してなる従来の分波器の回路構成を示す図。

【図6】(a)及び(b)は、図5に示した回路構成による第1、第2の帯域フィルタF1、F2のインピーダンス整合方法を説明するための各図。

【図7】本発明の第1の実施形態に係る分波器の回路構成を示す図。

【図8】図7に示した第1、第2の帯域フィルタF1、F2の単体としての減衰量-周波数特性を示す図。

【図9】(a)及び(b)は、図7に示した第1、第2の帯域フィルタF1、F2の単体としての反射特性を示す図。

【図10】図7に示した分波器の減衰量-周波数特性を示す図。

【図11】図7に示した分波器の反射特性を示す図。

【図12】第1の実施形態において特性インピーダンスが異なる伝送線路による位相回転を説明するための図。

【図13】特性インピーダンスが異なる伝送線路による位相回転を説明するための回路図。

【図14】(a)及び(b)は、第1、第2の帯域フィルタF1、F2による位相回転を説明するための図。

【図15】第2の実施形態の分波器の回路構成を示す図。

【図16】第2の分波器の減衰量-周波数特性を示す図。

【図17】(a)及び(b)は、それぞれ、第1、第2の帯域フィルタF1、F2の反射特性を示す図。

【図18】第2の実施形態の分波器の減衰量-周波数特性を示す図。

【図19】第2の実施形態の分波器の全体としての反射特性を示す図。

【図20】(a)及び(b)は、第2の実施形態における特性インピーダンスが異なる伝送線路によるインピー*

* ダンス整合の方法を説明する各図。

【図21】第3の実施形態における異なる2種類の伝送線路を使用した場合の位相回転を説明するための図。

【図22】第3の実施形態で用いられている第1、第2の帯域フィルタ単体の減衰量周波数特性を示す図。

【図23】(a)、(b)は、第3の実施形態で用いられている第1、第2の帯域フィルタ単体の反射特性を示す図。

【図24】(a)、(b)は、帯域フィルタと入力端子との間に2本の伝送線路を接続した構成とその反射特性を示す図。

【図25】相手側帯域フィルタの反射係数と分波器の挿入損失との関係を示す図。

【図26】第3の実施形態に係る分波器の減衰量周波数特性を示す図。

【図27】第3の実施形態の分波器の反射特性を示す図。

【図28】第4の実施形態に係る分波器の構造を説明するための断面図。

【符号の説明】

F1…第1の帯域フィルタ

F2…第2の帯域フィルタ

DL1…伝送線路

DL2…伝送線路

21…分波器

22…入力端子

31…分波器

DL3…伝送線路

C2…並列容量

30 41…分波器

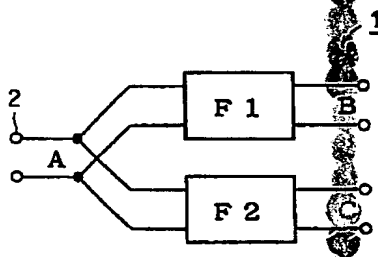
42…積層セラミック多層基板

43、44…第1、第2の帯域フィルタとしての弾性表面波フィルタ

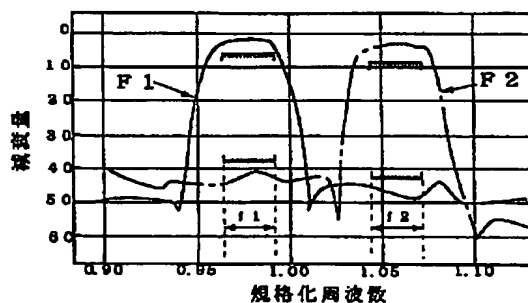
45…パッケージ材

46、47…伝送線路

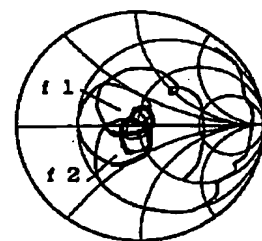
【図1】



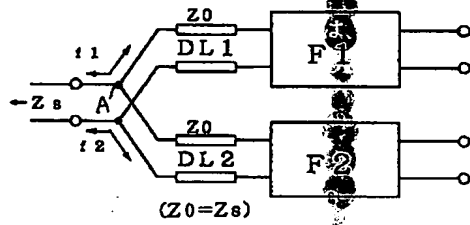
【図2】



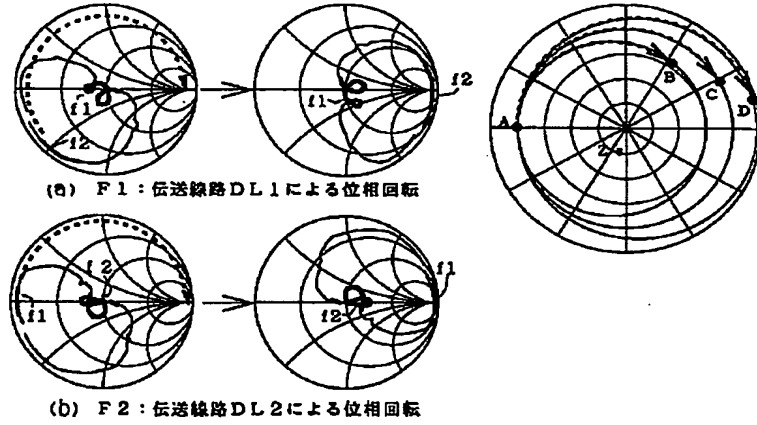
【図11】



【図3】

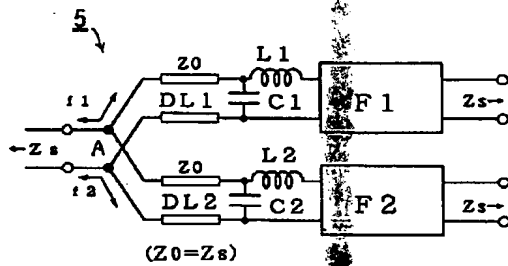


【図4】

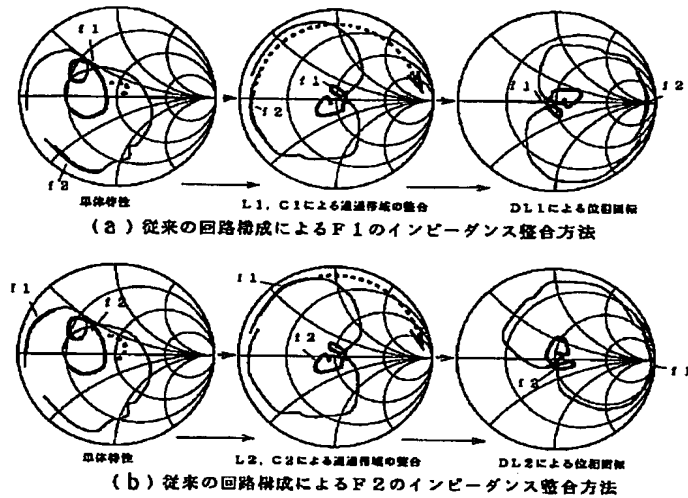


【図12】

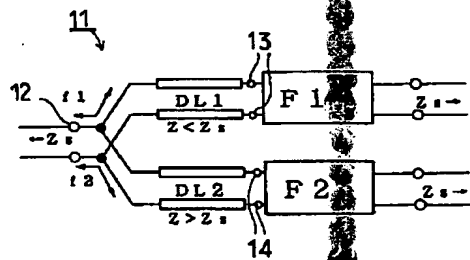
【図5】



【図6】

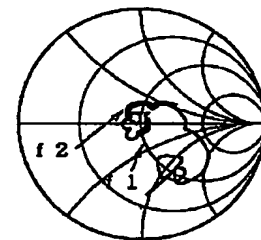
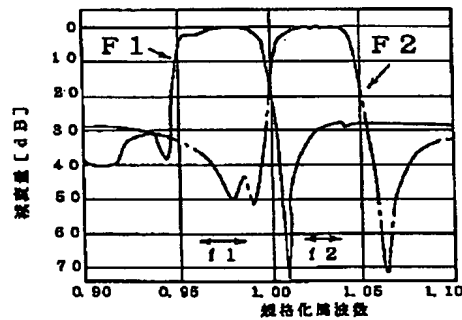
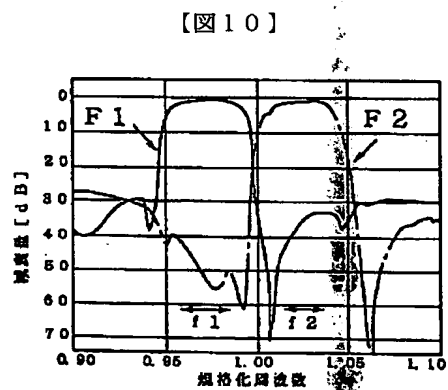


【図7】

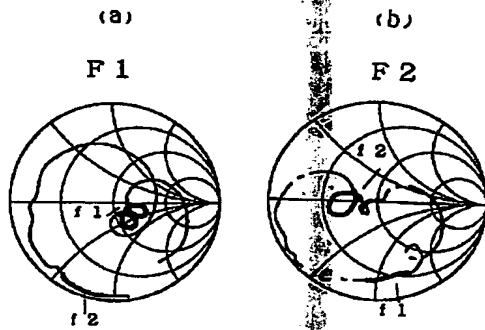


【図8】

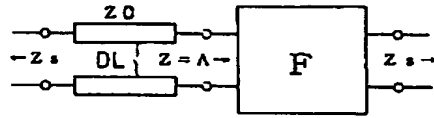
【図19】



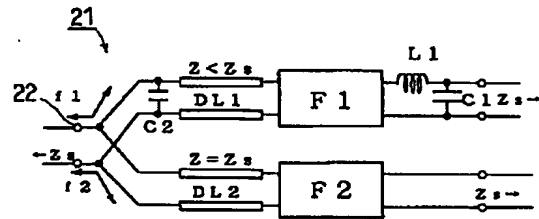
【図9】



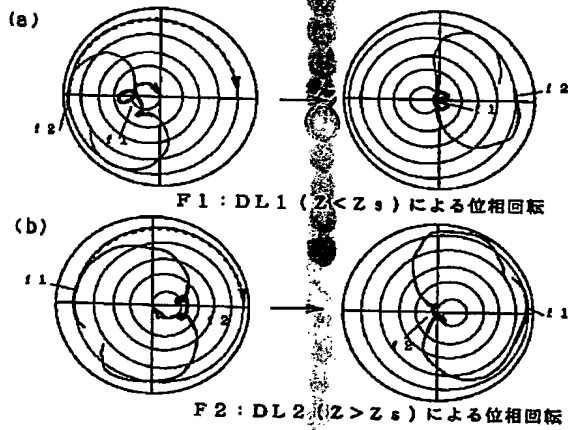
【図13】



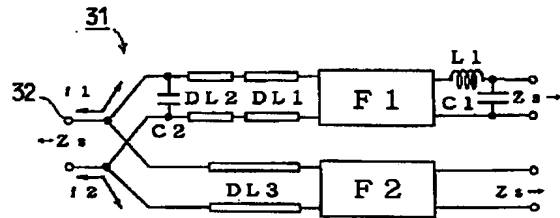
【図15】



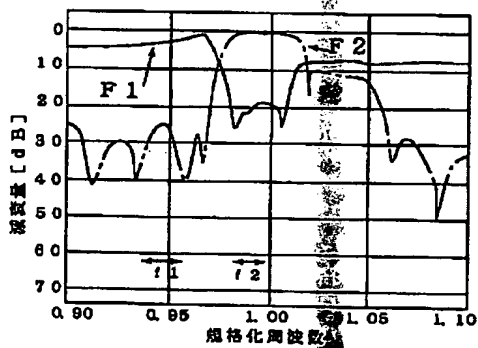
【図14】



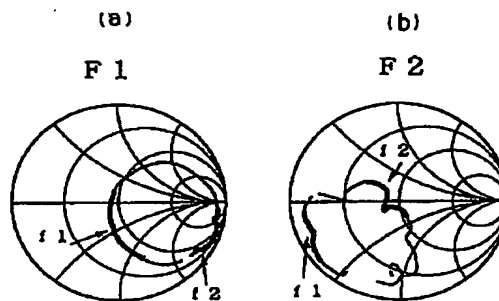
【図21】



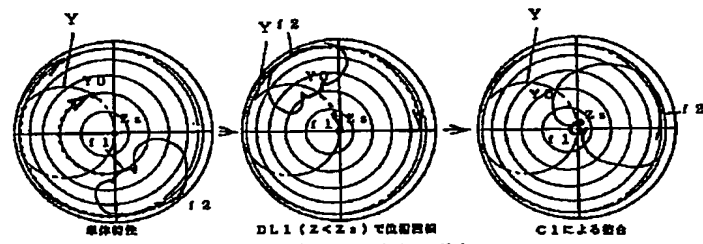
【図16】



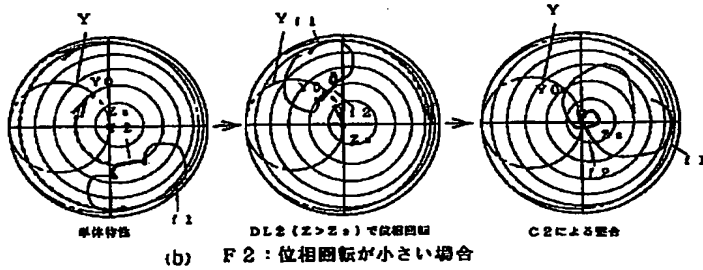
【図17】



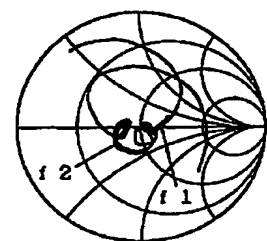
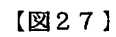
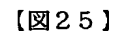
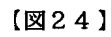
【図20】



(8) F1: 位相回転が大きい場合



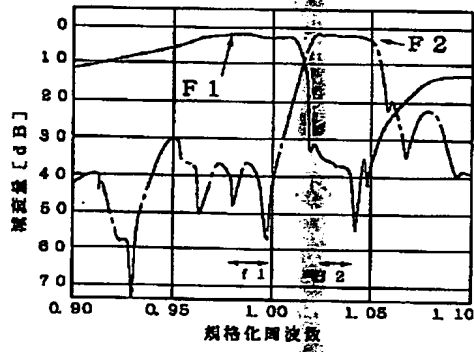
(b) F2: 位相回転が小さい場合



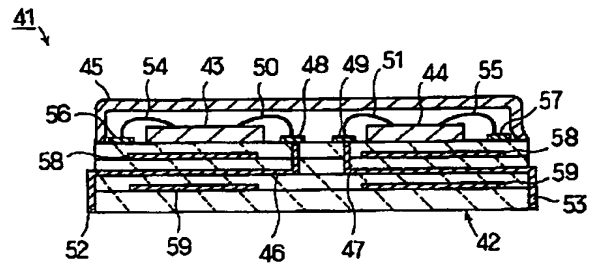
(13)

特開平9-172340

【図26】



【図28】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.